

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.376.9

В.И. Кошелев, В.Г. Андреев, В.А. Белокуров**ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО
С СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПЕРЕВЫБОРКОЙ**

Рассмотрены характеристики многоканального обнаружения сигналов на основе последовательного метода Монте-Карло с систематической перевыборкой. Классические алгоритмы обнаружения предполагают постоянство параметров сигнала на интервале принятия решения. Их изменение требует увеличение порогового отношения сигнал-шум для обеспечения заданных статистических характеристик обнаружения. Применение подхода, основанного на рекуррентном вычислении апостериорной плотности распределения вероятности существования сигнала, даёт возможность учесть изменение его параметров в процессе принятия решения. Экспериментально показано, что для рассмотренного примера обнаружения отражённого радиосигнала от маневрирующей малоразмерной цели удаётся снизить пороговое отношение сигнал-шум на 3...4 дБ по сравнению с классическим алгоритмом при сохранении заданных вероятностных характеристик.

Ключевые слова: парциальная фильтрация, рекуррентная формула Байеса, последовательный метод Монте-Карло, характеристики обнаружения.

Введение. В настоящее время классическим методом построения систем обработки отражённых радиосигналов является условное разбиение на первичную и вторичную обработки. Основными задачами первичной обработки являются выделение отметок и оценка параметров их движения. После этого информация об отметках поступает на вторичную обработку, в которой завязываются траектории и выносятся решение о наличии целей. Известно [1] большое количество алгоритмов вторичной обработки, особенностью которых является работа по отметкам, которые превысили порог обнаружения на этапе первичной обработки. Отметим, что в случае малоразмерной цели её обнаружение на этапе первичной обработки затруднено [1]. Альтернативным подходом к решению проблемы обнаружения малоразмерных целей является объединение первичной и вторичной обработки [2, 3]. Подобное объединение возможно на основе рекуррентного вычисления апостериорной вероятности существования цели [3].

Цель работы – исследовать характеристики обнаружения при рекуррентном вычислении

смешанной апостериорной плотности вероятности существования цели с вектором состояния, включающим скорость межпериодного набега фазы [3].

Постановка задачи. Вектор \mathbf{x}_k состояния в k -й момент времени определяется соотношением:

$$\mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{v}_{k-1}),$$

где $f(\bullet)$ – нелинейная функция, связывающая вектор состояния на k -м и $(k-1)$ -м шагах; \mathbf{v} – вектор шумов процесса на $(k-1)$ -м шаге.

Введем вектор \mathbf{x}_k состояния, кроме амплитуды I сигнала и межпериодного набега фазы φ_c , скорость $\dot{\varphi}_c$ её измерения:

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} \varphi_c \\ \dot{\varphi}_c \\ I \end{bmatrix}.$$

При задании динамики системы, т.е. взаимосвязи вектора состояния на k -м и $(k-1)$ -м шагах, необходимо ввести переходную матрицу и шумы процесса, которые учитывают неточность задания динамики системы и реальных изменений параметров, входящих в вектор состояния. При-

мом линейную модель изменения вектора состояния, которая имеет вид [3]:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где T – период между наблюдениями. При этом предполагается, что амплитуда I сигнала описывается односвязным марковским процессом [3]. Вектор \mathbf{z}_k измерений на k -м шаге связан с вектором состояния соотношением:

$$\mathbf{z}_k = h(\mathbf{x}_k, \mathbf{n}_k),$$

где $h(\bullet)$ – функция, связывающая вектор \mathbf{x}_k состояния с вектором \mathbf{z}_k измерений; \mathbf{n}_k – вектор шумов наблюдений на k -м шаге.

В качестве входных данных используются отсчёты амплитудного спектра \mathbf{z}_k :

$$\mathbf{z}_k = |C(\mathbf{x}_k, \mathbf{n}_k)|,$$

где C – оператор преобразования Фурье. Векторные отсчёты \mathbf{z}_k амплитудных спектров на k -м шаге связаны с вектором состояния соотношением:

$$\{\mathbf{z}_k\}_{n=0}^{N-1} = \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} \{\mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k\}_l e^{-j \frac{2\pi n l}{N}} \right\},$$

где N – количество импульсов в пачке, j – мнимая единица, \mathbf{s}_k – отсчеты сигнала от цели на k -м шаге с параметрами, входящими в вектор состояния:

$$\{\mathbf{s}_k\}_{n=0}^{N-1} = I e^{j n \varphi_c + \varphi_0},$$

φ_0 – случайная начальная фаза отражённого сигнала.

Задачу обнаружения малоразмерной движущейся цели ставят как оценку смешанной [4] апостериорной плотности распределения $p(\mathbf{x}_k, E_k = 1 | \mathbf{z}_{1:k})$ в соответствии с формулой Байеса на k -м моменте времени, располагая всеми наблюдениями, начиная с 1-го шага, где E_k – индикатор существования цели ($E_k=1$ – цель существует, $E_k=0$ – цель отсутствует). Апостериорные плотности распределения вероятности (АПРВ) вычисляются рекуррентно на основе формулы Байеса:

$$p(\mathbf{x}_k, E_k = 1 | \mathbf{z}_{1:k}) = \frac{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k, E_k = 1) p(\mathbf{x}_k, E_k = 1 | \mathbf{z}_{1:k-1})}{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{z}_{1:k-1})},$$

где $p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k, E_k = 1)$ – функция правдоподобия, имеющая вид:

$$p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k, E_k = 1) = \frac{\mathbf{z}_k}{\sigma_n^2} \exp \left(-\frac{\mathbf{z}_k^2 + |\mathbf{s}_k|^2}{\frac{\sigma_n^2}{2}} \right) I_0 \left(\frac{\mathbf{z}_k |\mathbf{s}_k|}{\frac{\sigma_n^2}{2}} \right),$$

где $I_0(\bullet)$ – функция Бесселя нулевого порядка; σ_n^2 – дисперсия шума на выходе блока преобра-

зования Фурье; \mathbf{s}_k – значение ожидаемого сигнала при параметрах, соответствующих вектору \mathbf{x}_k ; $p(\mathbf{z}_k | \mathbf{z}_{1:k-1})$ – нормирующий множитель, определяемый по правилу:

$$p(\mathbf{z}_k | \mathbf{z}_{1:k-1}) = \int p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{1:k-1}) d\mathbf{x}_k,$$

$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{1:k-1})$ – априорное распределение вектора состояния \mathbf{x} на k -м шаге, имеющее вид:

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{1:k-1}) = \int p(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{z}_{1:k-1}) p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) d\mathbf{x}_{k-1},$$

$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1})$ – переходная плотность распределения вероятностей, определяемая видом функциональной зависимости $h(\bullet)$ и уровнем шума процесса.

В работе [5] показано, что АПРВ $p(\mathbf{x}_k, E_k = 1 | \mathbf{z}_{1:k-1})$ сводится к виду:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{x}_k, E_k = 1 | \mathbf{z}_{1:k-1}) &= \int p(\mathbf{x}_k, E_k = 1 | \mathbf{x}_{k-1}, E_{k-1} = 1) \times \\ &\times p(\mathbf{x}_{k-1}, E_{k-1} = 1 | \mathbf{z}_{1:k-1}) d\mathbf{x}_{k-1} + \\ &+ p(\mathbf{x}_k, E_k = 1, E_{k-1} = 1 | \mathbf{z}_{k-1}) = \\ &= \int p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}, E_k = 1, E_{k-1} = 1) (1 - P_d) \times \\ &\times p(\mathbf{x}_{k-1}, E_{k-1} = 1 | \mathbf{z}_{1:k-1}) d\mathbf{x}_{k-1} + p_b(\mathbf{x}_k) P_b, \end{aligned}$$

где P_d, P_b – априорные вероятности пропадания и появления цели соответственно; $p_b(\mathbf{x}_k)$ – априорная плотность распределения элементов вектора состояния \mathbf{x}_k на k -м шаге.

Вероятности P_d, P_b связаны двусвязной марковской цепью и матрицей $\mathbf{\Pi}$ переходных вероятностей [5]:

$$\mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} 1 - P_d & P_b \\ P_d & 1 - P_b \end{bmatrix}.$$

Отметим, что рекуррентное вычисление АПРВ $p(\mathbf{x}_k, E_k = 1 | \mathbf{z}_{1:k})$ для широкого круга задач не имеет аналитического решения за исключением линейного случая и гауссовских шумов наблюдения и измерений (линейный фильтр Калмана) [5].

Метод решения. На практике для преодоления затруднений, связанных с вычислением АПРВ, широкое распространение получили субоптимальные алгоритмы фильтрации, основанные на методе Монте-Карло [5]. Сущность этих алгоритмов заключается в аппроксимации аналитической плотности распределения вероятностей множеством точек, формируемых в так называемых парциальных фильтрах. Полученные таким образом алгоритмы фильтрации называют парциальной фильтрацией [4]. При этом каждый i -й парциальный фильтр характеризуется вектором состояния, весом фильтра и вероятностью существования цели (соответственно): $\mathbf{x}_k^i, w_k^i, E_k^i$.

Алгоритм парциальной фильтрации заключается в следующем [4].

1. В соответствии с матрицей переходных вероятностей $\mathbf{\Pi}$ строятся дискретные интегральные функции распределения вероятностей, на основании которых вычисляются вероятности E_k^i для каждого из фильтров. После этого все парциальные фильтры делятся на те, которые соответствуют существующей и ранее существовавшей цели ($E_{k-1}^i=1, E_k^i=1$), и те, которые соответствуют цели, которая появилась на k -м шаге ($E_{k-1}^i=0, E_k^i=1$).

2. Вычисляются веса фильтров:

– для парциальных фильтров с

$$E_{k-1}^i=1, E_k^i=1:$$

$$w_k^i = L(\mathbf{z}_k^i | \mathbf{x}_k^i, E_k^i=1, E_{k-1}^i=1),$$

где $L(\bullet)$ – отношение правдоподобия:

$$L(\mathbf{z}_k^i | \mathbf{x}_k^i, E_k^i=1) = \exp \left(-\frac{|\mathbf{s}_k^i|^2}{\sigma_n^2} \right) I_0 \left(\frac{\mathbf{z}_k^i | \mathbf{s}_k^i|}{\frac{\sigma_n^2}{2}} \right),$$

где значения \mathbf{x}_k^i вычисляются на основе матрицы \mathbf{F} и шумов процесса;

– для парциальных фильтров с $E_{k-1}^i=0,$

$$E_k^i=1:$$

$$w_k^i = L(\mathbf{z}_k^i | \mathbf{x}_k^i, E_k^i=1, E_{k-1}^i=0),$$

где значения \mathbf{x}_k^i вычисляются на основе $p_b(\mathbf{x}_k)$ с учётом априорных знаний о максимальных значениях элементов вектора состояния.

3. Нормировка весов для соблюдения единичности их суммы: $\sum_{i=1}^{N_{pf}} w_k^i = 1$.

4. Перевыборка парциальных фильтров [4].

5. Вычисление вероятности P_e существования цели как отношения количества парциальных фильтров, для которых $E_{k-1}^i=1, E_k^i=1$, к общему количеству N_{pf} фильтров:

$$P_e = \frac{1}{N_{pf}} \sum \{E_{k-1}^i=1, E_k^i=1\}.$$

Цель считается обнаруженной, если P_e превысило вероятностный порог обнаружения.

На рисунке 1 приведена схема, поясняющая практическую реализацию парциальной фильтрации. При этом на рисунке 1 введены следующие условные обозначения: БП – блок памяти; БСФ – блок сортировки фильтров в соответствии с переходной матрицей вероятностей и интегральной функцией распределения, построенной на её основе; БФ – блок фильтрации вектора сос-

тояния тех фильтров, для которых $E_{k-1}^i=1, E_k^i=1$; БВОП – блок вычисления отношения правдоподобия с участием тех фильтров, для которых $E_{k-1}^i=0, E_k^i=1$; БНВ – блок нормировки весов; БПС – блок пересортировки; БО – блок оценки; ПУ – пороговое устройство; БВСПМ – блок вычисления спектральной плотности мощности; БПФ – блок быстрого преобразование Фурье; ФД – фазовый детектор; ВО – вторичная обработка. Способ отбора отсчётов амплитудного спектра в БВФП влияет на выбор $p_b(\mathbf{x}_k)$.

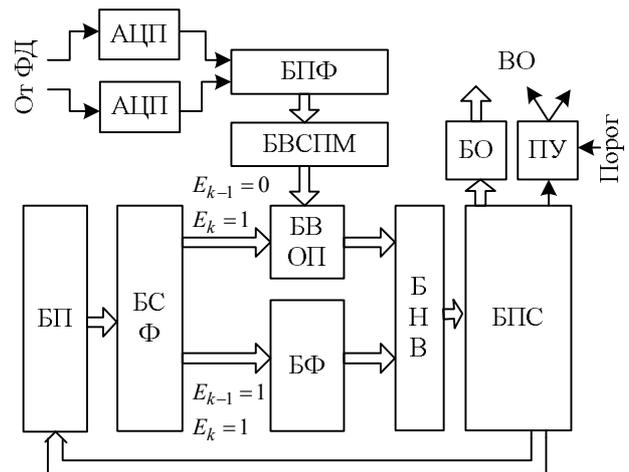


Рисунок 1 – Структурная схема обнаружителя

Одной из основных особенностей парциальной фильтрации является «деградация» [5] весов парциальных фильтров с течением времени, что приводит к необходимости постоянной перевыборки парциальных фильтров.

В данной работе рассмотрен способ систематической перевыборки. Она состоит в упорядочении парциальных фильтров в области значений вектора состояния \mathbf{x}_k^i с расположением вначале фильтров с большими весами w_k^i , а затем фильтров с малыми весами w_k^i ; при этом веса всех фильтров составляют дискретную интегральную функцию.

Исследование эффективности. На рисунке 2 показана зависимость вероятности P_e существования цели от общего числа n наблюдений. Было $n=70$, при этом цель появилась на 20-м наблюдении и пропала на 50-м. Отношение q сигнал-шум при построении зависимости вероятности P_e существования цели от номера наблюдения $q=-12$ дБ.

Из рисунка 2 видно, что вероятность P_e резко возрастает при появлении цели на 20-м наблюдении и уменьшается до $P_e=0,2$ после 50-го наблюдения, когда полезный сигнал пропадает. Задержка обнаружения, равная 4 тактам, объясняется низким значением отношения q сигнал-

шум и, как следствие, необходимостью накопления результатов нескольких наблюдений на интервале $4T$ для принятия решения о существовании полезного сигнала.

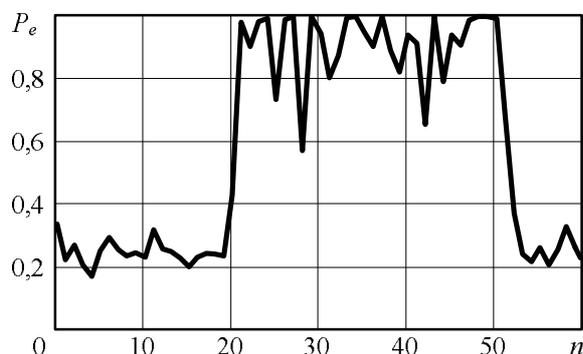


Рисунок 2 – Вероятность существования цели

Построение характеристик обнаружения для рассмотренного метода проведено методом имитационного моделирования при следующих параметрах: число парциальных фильтров $N_{pf}=5000$; число N спектральных и временных отсчетов $N=128$; вероятности $P_d=0,2$, $P_b=0,2$; вероятность ложной тревоги 0,01; число повторений опытов при построении вероятности правильного обнаружения 50. За время наблюдения цель перемещается по 3-м каналам скорости. Параметры фильтров Калмана для парциальных фильтров $E_{k-1}=1$, $E_k=1$: СКО шума процесса для межпериодного набега фазы $10^{-4} \pi$ рад при скорости изменения межпериодного набега фазы $0,1 \pi$ рад/с и амплитуде 0,001. На рисунке 3 показана зависимость вероятности правильного обнаружения цели от отношения q сигнал-шум для рассматриваемого алгоритма при пороговой вероятности P_e существования цели 0,8.

Выводы. Таким образом, применение алгоритмов парциальной фильтрации при рекуррентном вычислении формулы Байеса позволяет обнаруживать цель, параметры движения которой изменяются в процессе наблюдения. Так,

при перемещении цели за время её наблюдения по трём каналам она обнаруживается с вероятностью 0,8 при отношении q сигнал-шум $q=-8$ дБ, а при использовании классического алгоритма обнаружения, не предполагающего изменения параметров сигнала, требуется $q=-4...-5$ дБ для обеспечения таких же вероятностных характеристик обнаружения, т.е. выигрыш в отношении сигнал-шум от применения рассмотренного последовательного алгоритма составляет 3...4 дБ.

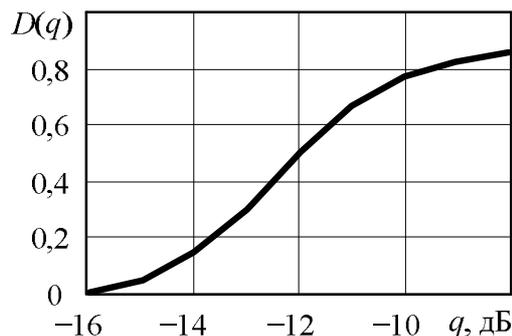


Рисунок 3 – Характеристика обнаружения

Библиографический список

1. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.
2. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Синтез алгоритма обнаружения цели, совмещённого с устранением неоднозначности по дальности // Известия ВУЗов России. Сер. Радиозлектроника. – 2012. – № 3. – С. 36-41.
3. Bar-Shalom Y., Rong Li, Kirubarajan T. Estimation with application to tracking and navigation. – New York: John Wiley & Sons, 2001. – 580 p.
4. Arulampalam M., Maskell S., Gordon N. A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-gaussian Bayesian tracking // IEEE Transactions on signal processing, Vol. 50. – No. 2, February. – 2002. – P. 174-188.
5. Ristic B., Arulampalam S., Gordon N. Beyond the Kalman Filter. Particle Filters for Tracking Applications. – Boston: Artech House. – 2004. – 302 p.

УДК 004.627

С.Н. Кириллов, И.В. Косткин, В.А. Пушкин

АЛГОРИТМ ПРЕДСКАЗАНИЯ ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА БИСЕКЦИЙ

Обоснована возможность применения метода бисекций в алгоритме предсказания видеопоследовательности, работающем в реальном масштабе времени. Разработан алгоритм предсказания видеопоследовательности, обеспечивающий снижение вычислительных затрат на несколько порядков, при незначительном увеличении ошибки предсказания.

Ключевые слова: сжатие видеоизображений, устранение временной избыточности, кадровый предсказатель, метод бисекций.

Введение. В связи с развитием различной фото и видеорегирующей аппаратуры постоянно растет объем видеопоследовательностей [1]. Для решения задач хранения и передачи такой информации требуется разработка эффективных алгоритмов сжатия, работающих в реальном масштабе времени. В видеопоследовательностях изображений различают два вида избыточности [1]: пространственная, возникающая в связи с особенностями человеческого зрительного аппарата, которому не требуется вся информация, регистрируемая камерой, и временная, связанная с тем, что кадр меняется не моментально и часть информации, которую требуется передать в текущий момент времени, уже была получена на приемной стороне. Полагаем, что задача устранения пространственной избыточности уже решена или не требует решения (например, в случае сжатия без потерь качества). Алгоритмы устранения временной избыточности обычно базируются на основе использования предсказателя видеопоследовательности, требующего значительных вычислительных затрат. Особенно остро стоят проблемы, связанные с точным предсказанием видеопоследовательности в случае высокочастотных изображений, возникающих, например, в при старте летательного аппарата.

Целью работы является разработка быстрого алгоритма поиска параметров предсказания для видеопоследовательностей, регистрируемых с борта стартового летательного аппарата.

Предложенный метод поиска параметров предсказания. Задача устранения временной избыточности сводится к поиску преобразования уже переданных кадров (предсказанию), которое обеспечит наибольшую похожесть текущего кадра с предсказанным. В качестве критерия оценки степени похожесть будем использовать [1]:

$$\arg \min_{A; \tau \in (0; K]} \| X(t_{\text{мек}}) - AX(t_{\text{мек}} - \tau) \|, \quad (1)$$

где $X(t_{\text{мек}})$ – цветовая интенсивность пикселей кадра, передаваемого в текущий момент; $X(t_{\text{мек}} - \tau)$ – цветовая интенсивность пикселей кадра, на основе которого производится предсказание; $t_{\text{мек}}$ и τ – временные интервалы; A – оператор предсказания, а $\|\cdot\|$ – норма в заданном пространстве. Таким образом, задача устранения временной избыточности сводится к поиску значения τ и оператора A , для которых разность текущего и предсказанного кадра в заданном пространстве будет минимальна. Для точного решения этой задачи в случае критерия

(1) требуется использовать метод полного перебора уже обработанных кадров для всех возможных преобразований, что на практике сделать, как правило, очень сложно.

При решении задачи поиска оптимальных, с точки зрения коэффициента сжатия параметров предсказания предложено использовать L^1 норму в связи с простотой реализации, а также низкой вычислительной стоимостью, а также ограничить форму операторов A только операторами, описывающими масштабирование ($K \in (0 \dots K_{\text{max}})$). Последнее условие введено исходя из анализа априорной информации относительно характера регистрируемой видеопоследовательности. Так, в случае взлета летательного аппарата (или посадки, отличие текущих изображений только в коэффициенте масштабирования K_m) временная избыточность будет проявляться в том, что каждый новый кадр будет содержать уменьшенную часть предыдущего (или увеличенную в случае посадки). Тогда критерий похожесть, используемый для предсказания, сводится к следующему:

$$\arg \min_{K_m \in [0; M_{\text{max}}]; \tau \in (0; K)} |X(t_{\text{мек}}) - K_m X(t_{\text{мек}} - \tau)|. \quad (2)$$

Введем ошибку предсказания как:

$$\Delta(\tau, K_m) = \frac{\sum_{j,i}^{M,N} |(X(i, j, t) - K_m X(i, j, t - \tau))|}{\sum_{j,i}^{M,N} X(i, j, t)}, \quad (3)$$

где M, N – вертикальные размеры кадра, а i, j – его пространственные размеры. Таким образом, для решения задачи поиска оптимальных, по критерию (2), параметров предсказания нам требуется найти такие K_m и τ , для которых ошибка предсказания будет минимальна. Упрощение задачи таким способом позволяет существенно сократить время, требуемое для сжатия видеопоследовательности, по сравнению с такими современными универсальными алгоритмами, как MPEG, H.264 [2].

На практике решение поставленной задачи, даже с предложенными упрощениями, все равно не позволяет добиться приемлемых показателей быстродействия, поэтому было предложено использовать модифицированный метод бисекций для снижения вычислительных затрат на предсказание.

Реализация метода бисекций в алгоритме предсказания. В данном случае в качестве оптимизируемой функции принимается ошибка

предсказания, заданная в виде выражения (3), которая имеет два аргумента: τ и K_m , в то время как классический метод бисекций [3] подразумевает наличие только одного параметра, по которому будет производиться оптимизация.

Очевидно, что для решения поиска наилучших, с точки зрения коэффициента сжатия, параметров предсказания данный метод не подходит, так как: а) на отрезке $[t - \tau_{\max}, t]$, где τ_{\max} – максимальное смещение относительно текущего кадра, количество возможных решений может лежать в пределах $(0, \tau_{\max}]$; б) функция, по которой предложено производить оптимизацию, неотрицательна, и, следовательно, сравнение по знакам невозможно [3]. В связи с этим предложено модифицировать исходный метод бисекций для решения задачи поиска оптимального предсказания.

1. Использовать метод только для поиска оптимального параметра τ , в то время как оптимальный коэффициент масштаба для каждого кадра определяется полным перебором всех возможных решений на интервале $[0; K_{\text{масш. макс}}]$. Данное условие было введено из предположения, что

$$\arg \min_{\tau \in (0; K)} |X(t_{\text{тек}}) - K_m X(t_{\text{тек}} - \tau)|$$

слабо зависит от значения

$$\arg \min_{K_m \in [0; M_{\text{масш}}]} |X(t_{\text{тек}}) - K_m X(t_{\text{тек}} - \tau)|,$$

т.е. предполагается, что оптимальный коэффициент масштаба незначительно влияет на поведение ошибки предсказания $\Delta(\tau, K_{\text{масш}})$ относительно смещения τ в заданном диапазоне, что в реальности не всегда соответствует действительности. Однако экспериментальные исследования показали, что предложенное допущение не оказывает серьезного влияния на качество предсказания.

2. Производить поиск изменения знака относительно разности между наилучшей ошибкой предсказания на данный момент и ошибкой предсказания для текущего решения:

$$\Delta(\tau_{\text{наил}}, K_{\text{масш.наил}}) - \Delta(\tau, K_{\text{масш}}).$$

В том случае, если разность положительна, предыдущее решение остается наилучшим; если отрицательна, то в качестве лучшего решения выбирается текущее, при этом интервал поиска изменяется в соответствии с правилами, определенными методом бисекций.

Условиями выхода из алгоритма являются:

а) уменьшение ошибки предсказания до определенного порога:

$$\Delta(\tau, K_{\text{масш}}) - p \leq 0,$$

где p – порог, выбор которого осуществляется исходя из требуемого коэффициента сжатия;

б) итерация, при которой уменьшение размера отрезка становится невозможным.

При использовании такого подхода также невозможно гарантировать достижение глобального минимума функции ошибки, однако исходя из анализа формы функции $\Delta(\tau)$, а также проведенных экспериментальных исследований был сделан вывод, что влияние этого фактора на качество работы алгоритма будет незначительным.

Экспериментальные исследования. Проведено имитационное моделирование предложенного способа поиска параметров предсказания на 10-ти видеопоследовательностях, полученных с борта стартующих летательных аппаратов. Объем видеопоследовательностей был до 10000 кадров, вертикальные и горизонтальные размеры изображений различны, разрядность цветовой интенсивности пикселей изображений – 8 бит.

Для решения задачи масштабирования были использованы методы интерполяции изображений. В ходе разработки алгоритма проведено исследование влияния выбора метода интерполяции на качество предсказания. Рассмотрены следующие методы интерполяции изображений: метод «ближайшего соседа», билинейная и бикубическая интерполяция, фильтр Ланцоша и метод area [2]. Результаты проведенных исследований представлены в таблице 1.

Таблица 1

Метод интерполяции	Время обработки одного кадра, мс	Среднее количество нулей в разностном кадре
Ближайший сосед	1,67	54695
Билинейная	1,74	53121
Бикубическая	1,79	54172
Метод Ланцоша	2,2	54196
Area	2,02	54619

Как видно из анализа представленных результатов, наилучшим по соотношению «количество нулей/скорость работы» является самый простой способ – «ближайший сосед». Это происходит из-за того, что метод «ближайшего соседа» не производит никаких пересчетов [2], т.е. уменьшенное (увеличенное) изображение не содержит дополнительных паразитных элементов, вносимых сложными методами интерполяции.

Полученные согласно выражению (3) оценки ошибки предсказания показали, что алгоритм

полного перебора для той же модели движения позволяет производить предсказание с ошибкой до 0.18 %. Применение же модифицированного метода бисекций увеличивает ошибку предсказания на 0.02 % по сравнению с методом полного перебора, что незначительно сказывается на качестве сжатия, но позволяет получить выигрыш в быстродействии примерно в 10^3 раз.

Сравнение предложенного алгоритма с современными универсальными алгоритмами представлено в таблице 2.

Таблица 2

Вид алгоритма сжатия	Коэффициент сжатия
Uncompressed AVI	1
Microsoft Video	2,68
Intel Video Codeck	2,01
Cinemack Video Codeck	7,68
Предложенный алгоритм	8,4

В этом случае алгоритм сжатия должен включать кодирование RLE и Хаффмана. Целесообразность применения алгоритма RLE вызвана тем, что разностный кадр состоит преимущественно из нулей [3]. Алгоритм Хаффмана же выбран в связи с тем, что он дает самый короткий код среди всех кодов, представляющих каждый символ сообщения фиксированной последовательностью бит, а также имеет древовидную структуру, а значит, хорошо сочетается с выбранным RLE кодированием [3].

Рассматривается случай работы алгоритма без потерь качества. Как видно из анализа таблицы 2, предложенный алгоритм определения параметров предсказания обеспечивает выигрыш в сжатии примерно на 10 % по сравнению с алгоритмом Cinemack Video Codeck.

Следует отметить, что в связи с тем, что предложенный алгоритм не использует полный перебор для всех возможных аффинных преобразований для поиска параметров предсказания, его скорость работы будет в 10^5 раз выше по

сравнению со всем алгоритмами, с которыми производится сравнение. Предложенный алгоритм позволяет работать в реальном масштабе времени с частотой до 50-ти кадров в секунду при реализации на платах, сравнимых по быстродействию с Raspberry Pi Model A. Если же проводить сравнение алгоритма с использованием модифицированного метода бисекций с алгоритмом полного поиска, основанного на той же математической модели (перебор только коэффициентов масштаба K_m и сдвига τ), то его производительность будет выше примерно в 10^3 раз для случая видеопоследовательности с 300 кадрами в режиме реального времени.

Выводы. Предложен способ поиска параметров предсказания, который позволяет получать коэффициент сжатия на 10 % выше, чем известные современные универсальные алгоритмы сжатия, при работе в реальном масштабе времени с частотой от 12 до 50 кадров в секунду. Показано, что использование модифицированного метода бисекций для поиска параметров предсказания позволяет на порядок снизить время, требуемое для сжатия видеопоследовательности при увеличении ошибки предсказания на 0.02 %, по сравнению с методом полного перебора.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.B37.21.1876.

The study was supported by The Ministry of education and science of Russian Federation, project 14.B37.21.1876.

Библиографический список

1. Гонсалес Р. Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. Ватолин Д., Ратушняк А. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. – М.: Диалог – МИФИ, 2002. – 384 с.
3. Волков Е.А. Численные методы // SPIE, June 2001. Vol. 40(6). – С. 190-191.

УДК 62-932.4

М.Е. Семина

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПАКЕТНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

Предложен алгоритм оценки времени возникновения, длительности и частотного диапазона акустических шумов для дальнейшего построения эффективных процедур подавления помеховых сигналов, затрудняющих слуховое восприятие передаваемого сообщения. Показана возможность

определения времени возникновения, а также длительности акустических шумов с точностью до 0,01 с и полосы возникновения акустических шумов с точностью до 6 % при неизвестных параметрах акустического шума и фонового шума акустического окружения, что сравнимо с известными алгоритмами. В отличие от них предложенный алгоритм не требует установки порогового значения и работает в условиях отсутствия априорной информации о статистических характеристиках фонового шума окружения и акустического шума, параметры которого требуется оценить.

Ключевые слова: акустический шум, классификация, параметризация, вейвлеты.

Введение. Для систем кодирования источника звуковых сигналов актуальна задача подавления акустических шумов (АШ), в том числе сильных фоновых шумов акустического окружения (ФШАО), мешающих восприятию передаваемого сообщения и снижающих показатели разборчивости и узнаваемости речевого сигнала (РС).

Для эффективного подавления помех необходимо определение следующих параметров АШ: время возникновения, длительность, спектральная динамика (СД) мешающего воздействия, а также спектральный состав полезного сигнала.

Основные работы отечественных и зарубежных ученых [1-4] по обработке акустических сигналов в настоящее время сосредоточены в области анализа РС. Известные алгоритмы обнаружения РС можно разделить на две группы в зависимости от использования априорных сведений о поступающем сигнале [4]. Применение алгоритмов первой группы в условиях априорной неопределенности затруднительно. Методы второй группы основаны на пороговых способах оценки и используют статистику, извлекаемую из сигнала в процессе обработки.

Основой данных методов является оконный анализ РС на коротких интервалах времени (порядка 20 мс) для оценки таких характеристик входной реализации АШ, как энергия и среднее значение сигнала, функция числа переходов через ноль, Фурье-спектр, кепстральные коэффициенты и вейвлет-спектр.

В [4] показано, что применительно к распознаванию речевых команд на фоне АШ наибольшей эффективностью обладают алгоритмы обнаружения с вычислением сумм спектральных амплитуд в разных полосах частот, а также алгоритмы, использующие вейвлет-преобразование.

Недостатками известных методов определения границ акустического сигнала являются: требование к наличию априорной информации о статистических характеристиках фоновых шумов и полезного сигнала для установки порогового значения, а также необходимость постоянной адаптации к изменениям акустической об-

становки, поскольку в противном случае алгоритм теряет работоспособность.

Таким образом, актуальной является задача разработки алгоритма обнаружения и измерения априорно неизвестных параметров мешающего воздействия, позволяющего выявлять кратковременные (до 350 мс) изменения СД, в интересах построения эффективных процедур подавления шумов.

Цель работы – разработка алгоритма оценки времени возникновения, длительности и частотного диапазона АШ на основе вейвлет-пакетного представления (ВПР) в интересах дальнейшей разработки эффективных процедур подавления АШ.

Обоснование алгоритма оценки параметров акустических шумов. На входе алгоритма оценки времени возникновения, длительности и частотного диапазона АШ наблюдается реализация акустического сигнала. На ее основе синтезируется по определенному правилу функционал, называемый решением. Указанный функционал формируется на основе проверки гипотез наличия в каждом из рассматриваемых частотных диапазонов сигнала АШ определенной длительности и отсутствия АШ в реализации.

Алгоритм оценки параметров АШ в общем случае должен включать следующие этапы [5]:

– предварительная обработка входного акустического сигнала в интересах получения информативных с точки зрения возможности обнаружения АШ признаков, реализуемая в соответствии с выбранной функцией параметризации;

– принятие решения в соответствии с правилом R о наличии или отсутствии в дискретном входном сигнале s АШ с определенными параметрами путем сравнения вектора признаков, полученного для данного сигнала, с эталонным сигналом.

Ввиду того, что результат работы алгоритма включает оценку частотного диапазона АШ, необходимо рассматривать исследуемые реализации как во временной, так и в частотной области. Следовательно, на этапе предварительной

обработки необходимо выполнять параметризацию исходного сигнала для получения составляющих, соответствующих различным частотным диапазонам, после чего производить оценку признаков.

В настоящее время нашли применение алгоритмы получения множества признаков, описывающих частотно-временные характеристики сигнала, основанные на оконном анализе Фурье, полосовой фильтрации и вейвлет-анализе [1, 4].

Преимуществом вейвлет-пакетного представления сигнала перед другими алгоритмами является возможность анализа сигнала в узлах дерева разложения для обеспечения требуемой точности определения полосы в случае, если в реализации обнаружено кратковременное изменение спектральной динамики. Кроме того, данный подход отвечает специфике нестационарных сигналов с динамично изменяющимися с течением времени статистическими характеристиками.

Таким образом, в качестве предварительной обработки с целью получения составляющих исходного сигнала, соответствующих различным частотным диапазонам, целесообразно применение ВПП. Число уровней ВПП выбирается исходя из требований к точности определения частотного диапазона АШ.

В силу того, что появление АШ в сигнале соответствует моментам кратковременного изменения спектральной динамики в сторону увеличения мощности спектральных составляющих, предложен подход к выделению признаков исследуемой реализации, основанный на оконной оценке энергии. Данный подход предполагает вычисление квадрата составляющих исходного сигнала, соответствующих различным частотным диапазонам и последующую низкочастотную (НЧ) фильтрацию, что пропорционально оценке энергии в окне фильтрации. Для снижения вычислительных затрат при получении вектора признаков \mathbf{a}_i с учетом теоремы В.А. Котельникова может быть выполнена децимация в $\lfloor 2 / f_{н0} \rfloor$ ($f_{н0}$ – частота среза НЧ фильтра, $\lfloor \bullet \rfloor$ – оператор округления до ближайшего меньшего целого) раз без потери информации.

Структурная схема устройства предварительной обработки показана на рисунке 1.

В блоке принятия решения (БПР) путем сравнения блоков матрицы признаков $\mathbf{A} = \{\mathbf{a}_i\}$ во временном окне, длина которого определяется длиной эталонного сигнала, с эталонными сигналами, соответствующими наличию и отсутствию АШ, осуществляется отнесение реализации к наиболее близкому классу. Для приведения векторов признаков к одному динамическому диапазону производится нормировка по энергии. Энергия эталонных сигналов также принимается равной единице. Число классов выбирается исходя из требований к точности определения временных параметров сигнала.

В блоке принятия решения (БПР) путем сравнения блоков матрицы признаков $\mathbf{A} = \{\mathbf{a}_i\}$ во временном окне, длина которого определяется длиной эталонного сигнала, с эталонными сигналами, соответствующими наличию и отсутствию АШ, осуществляется отнесение реализации к наиболее близкому классу. Для приведения векторов признаков к одному динамическому диапазону производится нормировка по энергии. Энергия эталонных сигналов также принимается равной единице. Число классов выбирается исходя из требований к точности определения временных параметров сигнала.

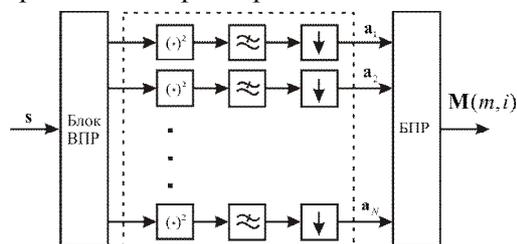


Рисунок 1 - Структурная схема устройства предварительной обработки

В блоке принятия решения (БПР) путем сравнения блоков матрицы признаков $\mathbf{A} = \{\mathbf{a}_i\}$ во временном окне, длина которого определяется длиной эталонного сигнала, с эталонными сигналами, соответствующими наличию и отсутствию АШ, осуществляется отнесение реализации к наиболее близкому классу. Для приведения векторов признаков к одному динамическому диапазону производится нормировка по энергии. Энергия эталонных сигналов также принимается равной единице. Число классов выбирается исходя из требований к точности определения временных параметров сигнала.

При выборе эталонных сигналов считалось, что реализация, соответствующая наличию АШ в i -м частотном диапазоне, включает АШ длительности τ , а также артефакты ФШАО длительностями τ до и после АШ (общая длительность реализации составляет $3 \cdot \tau$). Анализ исследуемого массива экспериментальных данных показал, что вектор параметров \mathbf{a}_i , соответствующий указанной реализации, может быть аппроксимирован функцией:

$$G_1(n) = \exp[-(n - 0,5)^2 / \sigma],$$

где $n = 0, \frac{1}{d}, \frac{2}{d} \dots d$, d – число отсчетов эталонного сигнала. Значение параметра σ было выбрано таким, чтобы при подаче на вход устройства реализации, включающей АШ, представленный импульсом с равномерной спектральной плотностью мощности в i -ом диапазоне частот, было обеспечено наилучшее приближение по методу наименьших квадратов для соответствующего вектора параметров \mathbf{a}_i .

Также анализ показал, что при подаче на вход устройства реализации, соответствующей наличию только ФШАО в i -ом диапазоне час-

тот, вектор параметров \mathbf{a}_i может быть аппроксимирован эталонной функцией:

$$G_2(n) = 1.$$

Эталонные сигналы, соответствующие появлению АШ различной длительности, были получены путем интерполяции и нормирования по энергии функций $G_1(n)$, $G_2(n)$.

Метрику расстояния между эталоном и вектором признаков сигнала целесообразно определить как косинус угла между векторами признаков и эталона для учета разности энергий различных участков входного сигнала и эталона. Решающее правило R выбирает тот эталон, расстояние до которого R_{ik} минимально в данной полосе частот:

$$R_i = \min \{R_{ik}\},$$

$$k = \overline{1, L}, i = \overline{1, N}, R_{ik} = \{\overline{r_{1k}}, \overline{r_{2k}}, \dots, \overline{r_{Nk}}\},$$

$$r_{ik}(l) = \frac{\sqrt{\sum_{m=0}^d (a_i(m+l) - G_k(m))^2}}{\sqrt{\sum_{n=0}^d a_i^2(n+l)} \cdot \sqrt{\sum_{p=0}^d G_k(p)^2}}, l = \overline{1, N_c},$$

где L – число возможных состояний (классов), N – число уровней ВПР, $r_{ik}(l)$ – расстояние между вектором признаков реализации \overline{a}_i и эталоном класса k , N_c – число отсчетов во входной реализации, $a_i(m)$ – m -й отсчет вектора признаков \overline{a}_i реализации, $G_k(m)$ – m -й отсчет эталонной функции класса k .

Таким образом, в блоке устройства принятия решения осуществляется:

1) отнесение вектора признаков \overline{a}_i реализации, полученного для i -го частотного диапазона, к одному из классов по правилу:

$$\overline{a}_i \in K_1, \text{ если } R_{i1} < R_{i2},$$

$$\overline{a}_i \in K_2, \text{ если } R_{i1} > R_{i2}, K_1 \subset L, K_2 \subset L,$$

где K_1, K_2 – множества, соответствующие наличию АШ длительностью 20 ... 350 мс и его отсутствию в реализации соответственно;

2) в случае если участок сигнала i -го частотного диапазона отнесен к АШ, принимается решение о времени возникновения и длительности путем сравнения наиболее близкого эталонного сигнала с порогом:

$$\begin{cases} G_k(m) - P_k > 0, \mathbf{M}(m, i) = 1, m = \overline{1, d}, \\ G_k(m) - P_k \leq 0, \mathbf{M}(m, i) = 0, m = \overline{1, d}, \end{cases}$$

где P_j – значение порога для j -го эталонного сигнала.

На выходе блока принятия решения формируется бинарный выходной массив $\mathbf{M}(m, i)$ размерностью $N_c \times N$, по которому осуществляется определение времени возникновения, длительности и частотного диапазона АШ. Положения единиц в данном массиве соответствуют изменениям СД исходной реализации в исследуемых частотных диапазонах, связанным с появлением АШ, нулей – отсутствию АШ.

Таким образом, входная реализация дискретного сигнала \mathbf{s} поступает на блок предварительной обработки (БПО), где производится вычисление коэффициентов в базисе Добеши по алгоритму полного дерева разложения. Далее осуществляется возведение в квадрат, низкочастотная фильтрация и децимация составляющих исходной реализации, соответствующих различным частотным диапазонам. На выходе формируется бинарный массив $\mathbf{M}(m, i)$ значений оценки сигнала в различных частотных диапазонах.

Экспериментальная часть. В качестве исходного массива реализаций АШ взяты фонограммы сигналов длительностью 5 ... 20 с, соответствующих звукам выстрелов (50 записей), звука реле указателей поворота в автомобиле (48 записей), звука шагов человека (15 записей), звука соударения различных поверхностей (22 записи), звука автомобильного предупреждающего сигнала (8 записей). ФШАО представлены естественными и техногенными шумами (работа двигателя и систем автомобиля, вентиляторов и бытовых приборов, шумом ветра, отдаленным шумом воды). При записи использовались формат представления данных wav с частотой дискретизации сигнала 44100 Гц и 24-х битным квантованием. Кроме того, был сформирован тестовый массив синтезированных узкополосных тональных и широкополосных шумов с известными временем возникновения, длительностью (0,2...0,35 с.) и частотным диапазоном на фоне ФШАО, представляющие собой чередование импульсов и пауз (1000 реализаций). Частотные диапазоны синтезированных АШ и ФШАО были выбраны исходя из особенностей исследуемых реальных сигналов.

Практический анализ исходного массива экспериментальных данных показал, что с возникновением АШ связано изменение СД сигналов в сторону увеличения мощности спектральных составляющих, информативные диапазоны для АШ различных типов отличаются. Реальные ФШАО представлены низкочастотными состав-

ляющими либо сосредоточены в относительно узком диапазоне частот (85 % мощности данных шумов лежит в полосе частот 0...5000 Гц). В связи с этими особенностями при выявлении изменений СД, связанных с появлением АШ, выполнялся анализ узлов дерева ВПР, соответствующих всему частотному диапазону.

Пороговые значения P_k определялись экспериментально на тестовом массиве синтезированных АШ с известными временем возникновения и длительностью импульса. При этом спектральная плотность мощности АШ данных реализаций была равномерна во всем диапазоне частот, а ФШАО представлены аддитивным белым гауссовским шумом различной интенсивности. Анализ различных базисных функций (Добеши, Хаара, Симлета, а также биортогональных функций) показал, что наименьших ошибок при определении времени возникновения и длительности АШ удастся достичь при использовании базисных функций Хаара. Показано также, что увеличение глубины разложения более чем до 4 уровней не приводит к улучшению качества определения времени возникновения и длительности АШ, а потому нецелесообразно. Использование меньшего числа уровней приводит к уменьшению частотного разрешения и, как следствие, возможности пропуска АШ. На рисунках 2, 3 показаны зависимости среднеквадратических отклонений определения времени возникновения $M_{ои}$ и длительности АШ M_t от отношения сигнал-шум (ОСШ) при длительности импульса от 0,02 до 0,35 с. Данные зависимости показаны для ВПР в следующих базисах: Хаара (haar) сплошной линией, Добеши 2 порядка (db2) штрих-пунктирной линией с двумя точками, 4 порядка (db4) штрих-пунктирной линией с одной точкой и 6 порядка (db6) штриховой линией.

Из представленных на рисунках 2, 3 зависимостей видно, что ошибки определения времени возникновения и длительности импульса не более 10 мс.

На рисунке 4 показано частотно-временное представление (матрица $\mathbf{M}(t, i)$), полученное в результате применения предложенного алгоритма анализа к реализации сигнала, соответствующего работе реле указателей поворота автомобиля на фоне шумов двигателя. Из анализа рисунка видно, что предложенный алгоритм позволяет обнаружить в исходной реализации АШ и оценить его время возникновения, длительность и частотные диапазоны.

Алгоритм детектирования РС, основанный на пороговой оценке энергии сигнала в окне взвешивания, а также двух мер, связанных со

спектральной плотностью детектируемого сигнала, предложенный в [6], может быть применен для определения времени возникновения и длительности АШ. Для оценки полосы частот, занимаемых сигналом, выполнена модификация указанного алгоритма с применением анализа в различных полосах частот.

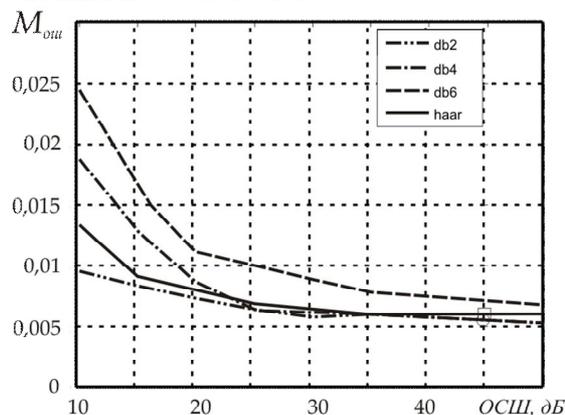


Рисунок 2 – Зависимости ошибки определения времени возникновения АШ от ОСШ

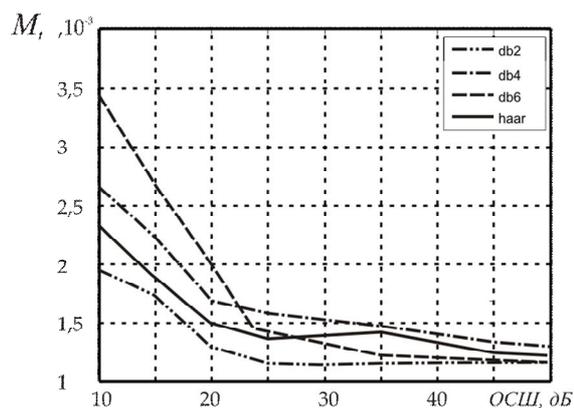


Рисунок 3 – Зависимости ошибки определения длительности АШ от ОСШ

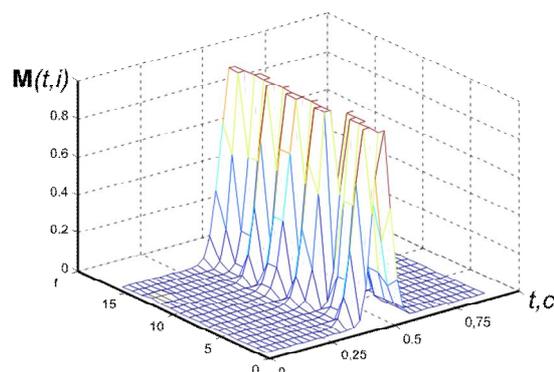


Рисунок 4 – Частотно-временное представление (матрица \mathbf{M}) исходной реализации

Данный алгоритм требует меньших вычислительных затрат в сравнении с предложенным и позволяет достичь высокой точности оценки времени возникновения и длительности АШ (до 0,01 с), а также обеспечивает возможность определения полосы частот (с точностью до 6 % час-

тотного диапазона), занимаемых АШ при применении в качестве предварительной обработки блока ВПР. Однако в случае увеличения мощности ФШАО до установленного значения порога или наличия АШ мощностью, меньшей пороговой, обнаружение АШ на записи становится невозможным.

Выводы. Предложенный алгоритм позволяет осуществлять оценку спектральной динамики и выявлять изменения, связанные с возникновением АШ на фонограмме. Показана возможность определения времени возникновения и длительности акустических шумов с точностью порядка 0,01 с при частоте дискретизации 44100 Гц и определения полосы возникновения АШ с точностью до 6 % при неизвестных параметрах АШ и ФШАО, что сравнимо с известными методами. Выигрыш предложенного алгоритма заключается в том, что он не требует установки порогового значения и работает в условиях отсутствия априорной информации о статистических характеристиках фонового шума окружения и акустического шума. Данный алгоритм не требует адаптации и в условиях изменения акустической обстановки не теряет работоспособность, в отличие от пороговых алгоритмов.

Работа выполнена при поддержке гранта № 14.132.21.1439 от 19.10.2012 г.

Библиографический список

1. Голубинский А.Н. Расчёт частоты основного тона речевого сигнала на основе полигармонической математической модели // Вестник ВИ МВД России. 2009. – №1. – С. 81-90.
2. Отпенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. Изд. 2-е, испр. – М.: Техносфера, 2007. – 856 с.
3. Кириллов С.Н., Шустиков О.Е. Об эффективности статических и динамических признаков при распознавании речевых сигналов // – Автомат. и телемех. – 2001. – № 3 – С. 151-157.
4. Крашенинников В.Р., Хвостов А.В., Армер А.И., Кузнецов В.В. Некоторые задачи, связанные с распознаванием речевых команд на фоне шумов // «Инфокоммуникационные технологии». Периодический научно-технический и информационно-аналитический журнал. Том 6, №1, 2008. – С. 72-75.
5. Шелухин И.О., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. – М.: Радио и связь, 2000. – 456 с.
6. Moattar M.H., Nomaouppour M.M. A simple but efficient real-time voice activity detection algorithm Laboratory for Intelligent Sound and Speech Processing (LISSP): 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009), 2009. – P. 2549-2553.

УДК 621.396.96

А.Н. Ковалев, Ф.Н. Ковалев

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ В ПРОСВЕТНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Рассмотрено определение координат цели по измерениям доплеровской частоты в разнесенных приемниках просветной радиолокационной системы. На основе понятия угловой скорости получены формулы для расчета координат, оценена эффективность их использования.

Ключевые слова: просветная многопозиционная радиолокация, определение координат по доплеровской частоте, угловая скорость.

Введение. Просветные радиолокационные системы (РЛС) основаны на явлении увеличения интенсивности рассеянного излучения при расположении цели между передатчиком и приемником и могут применяться для обнаружения Stealth-объектов [1,2]. Одним из способов построения просветных РЛС является организация систем с несколькими разнесенными приемниками, в которых производится одновременное наблюдение цели и измерение доплеровских частот [3]. В таких системах могут использоваться простые передатчики с монохроматиче-

ским излучением и приемники с выделением сигнала доплеровской частоты путем амплитудного детектирования суммарного колебания. Суммарное колебание состоит из рассеянного движущейся целью сигнала и более мощного прямого сигнала передатчика.

Цель работы. Особенностью систем с разнесенным приемом является способность к измерению угловой скорости по разнице доплеровских частот, измеряемых в приемниках [4]. Эту особенность можно использовать при разработке алгоритмов определения координат в про-

светных многопозиционных РЛС. Цель настоящей работы – изучить возможность использования оценок разности частот (угловой скорости) для определения координат в многопозиционных системах на примере простейших радиолокаторов с двумя и тремя приемниками.

Теоретические исследования. Рассмотрим про-светную РЛС с тремя приемниками (рисунок 1). Элементы системы расположены в плоскости xOy : приемники выстроены вдоль прямой, проходящей через начало системы координат (точку O) под небольшим углом ϵ к оси Oy , так что центральный приемник $Пр_0$ находится в точке O , а два других – $Пр_1$ и $Пр_2$ – равноудалены от него на расстояние $b/2$; передатчик (Π) размещен на оси Ox на расстоянии a от точки O , $a \gg b$. Цель движется со скоростью v в плоскости xOy , пересекая ось Ox под углом ψ в точке с абсциссой x_T . На рисунке 1 обозначено: r_{np} , r_{np1} , r_{np2} – расстояния от приемников $Пр_0$, $Пр_1$, $Пр_2$ до цели, r_n – расстояние от передатчика до цели, α – угол, характеризующий направление на цель из начала системы координат относительно оси Ox .

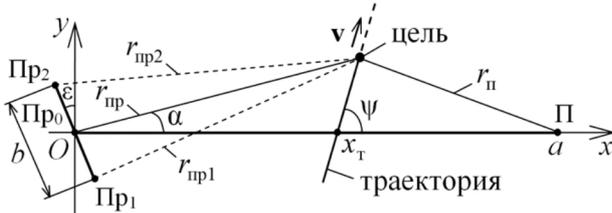


Рисунок 1 – Схема про-светной РЛС

Определение координат x , y цели в РЛС производится на небольших удалениях от оси Ox : $|y| \ll x$ и $|y| \ll (a - x)$. В этом случае $\sin \alpha \approx \alpha$ и на расстояниях r_{np} , превосходящих в несколько раз величину b , разность расстояний от крайних приемников $Пр_1$ и $Пр_2$ до цели будет равна:

$$\Delta r = r_{np1} - r_{np2} \approx \alpha b_y,$$

где $b_y = b \cos \epsilon$.

Выразим разность доплеровских частот f_1 и f_2 в приемниках $Пр_1$ и $Пр_2$:

$$\begin{aligned} f_1(t) &= -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{dr_{np1}(t)}{dt} + \frac{dr_n(t)}{dt} \right), \\ f_2(t) &= -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{dr_{np2}(t)}{dt} + \frac{dr_n(t)}{dt} \right), \end{aligned} \quad (1)$$

через разность расстояний $\Delta r(t)$ и угловую скорость цели $\omega(t) = d\alpha(t)/dt$:

$$\Delta f(t) = f_1(t) - f_2(t) = -\frac{1}{\lambda} \frac{d\Delta r(t)}{dt} \approx -\frac{b_y}{\lambda} \omega(t), \quad (2)$$

где λ – длина волны излучения; t – время.

Используя принятую в про-светной радиолокации модель движения цели с постоянной скоростью v вдоль прямолинейной траектории с углами ψ , близкими к 90° [1, 2, 3, 5], на интервале оценки координат, полагаем:

$$x \approx \text{const}, \quad v \approx \frac{dy(t)}{dt},$$

и разность частот (2) можно представить следующим образом:

$$\Delta f(t) \approx -\frac{b_y v}{\lambda x}. \quad (3)$$

При этих же условиях для доплеровской частоты сигнала в центральном приемнике $Пр_0$ имеем приближенное соотношение [5]:

$$\begin{aligned} f_0(t) &= -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{dr_{np}(t)}{dt} + \frac{dr_n(t)}{dt} \right) \approx \\ &\approx -\frac{v}{\lambda} \left\{ \frac{y(t)}{x} + \frac{y(t)}{a-x} \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

Выражения (3), (4) удобно использовать для определения координат по нескольким значениям доплеровских частот. Так, для двух значений частоты $f_0(t)$ в приемнике $Пр_0$ в моменты времени t_1 и $t_2 = t_1 + T$ и значений $f_1(t)$ и $f_2(t)$ в приемниках $Пр_1$ и $Пр_2$ в момент t_3 получим систему уравнений:

$$\begin{aligned} f_0(t_1) &= -\frac{v}{\lambda} \left\{ \frac{\tilde{y}(t_1)}{\tilde{x}(t_1)} + \frac{\tilde{y}(t_1)}{a - \tilde{x}(t_1)} \right\}, \\ f_0(t_2) &= -\frac{v}{\lambda} \left\{ \frac{\tilde{y}(t_2)}{\tilde{x}(t_2)} + \frac{\tilde{y}(t_2)}{a - \tilde{x}(t_2)} \right\}, \\ \Delta f(t_3) &= f_1(t_3) - f_2(t_3) = -\frac{b_y}{\lambda} \frac{\tilde{v}}{\tilde{x}(t_3)}, \\ \tilde{x}(t_1) &= \tilde{x}(t_2) = \tilde{x}(t_3), \\ \tilde{y}(t_2) &= \tilde{y}(t_1) + \tilde{v}T, \end{aligned}$$

решение которой имеет вид:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t_1) &= \tilde{x}(t_2) = \tilde{x}(t_3) = \\ &= \frac{(f_0(t_1) - f_0(t_2))b_y^2 a}{(f_0(t_1) - f_0(t_2))b_y^2 + \lambda \Delta f^2(t_3) T a}, \\ \tilde{y}(t_1) &= \frac{f_0(t_1) b_y (a - \tilde{x}(t_1))}{\Delta f(t_3) a}, \\ \tilde{y}(t_2) &= \frac{f_0(t_2) b_y (a - \tilde{x}(t_1))}{\Delta f(t_3) a}, \\ \tilde{v} &= -\lambda x(t_1) \Delta f(t_3) / b_y. \end{aligned} \quad (5)$$

Формулы (5) пригодны и для определения координат в системе только с двумя приемника-

ми Pr_1 , Pr_2 , полученной из РЛС на рисунке 1 путем исключения приемника Pr_0 . В этом случае значение доплеровской частоты $f_0(t)$ можно приближенно оценить по среднему арифметическому частот $f_1(t)$ и $f_2(t)$ сигнала в равноудаленных от начала системы координат (точки O) приемниках:

$$f_0(t) \approx \frac{f_1(t) + f_2(t)}{2}. \quad (6)$$

Проведенные исследования показали, что для системы с $a = 40$ км, $b = 300$ м, $\lambda = 1$ м, $\varepsilon = 0^\circ$ и траекторий движения с $10 \text{ км} < x_T < 30 \text{ км}$, $70^\circ < \psi < 110^\circ$ и $v = 200$ м/с погрешность расчета координаты $x(t)$ цели по (5) составляла не более 2 км в системе как с тремя, так и с двумя приемниками; погрешность координаты $y(t)$ была почти на порядок меньше и не превышала 300 м. Вычисления по (5) проводились при t_2 и t_3 , равных текущему значению t ($t_2 = t_3 = t$), момент t_1 отставал от t на интервал $T = 1$ с, зона действия системы ограничивалась значениями $y = \pm 3$ км.

Увеличение угла ε до $\pm 10^\circ$ иногда вызывало рост погрешности координаты x до 3 км, погрешность координаты $y(t)$, как и ранее, не превышала 300 м.

Экспериментальные исследования. Работоспособность системы с шумами измерений оценивалась методом математического моделирования. Оценка координат производилась по (5), вычисление $f_0(t)$ – по (6). На рисунке 2 сплошными линиями показаны результаты моделирования системы с двумя приемниками Pr_1 , Pr_2 ($\varepsilon = 10^\circ$) и обозначенными выше параметрами в случае движения цели со скоростью $v = 200$ м/с по траектории с $\psi = 110^\circ$ и $x_T = 12$ км (линия 1) и по траектории с $\psi = 80^\circ$ и $x_T = 28$ км (линия 2). Было принято, что измерения частот в приемниках Pr_1 и Pr_2 выполняются независимо через интервал времени $T = 1$ с, ошибки измерений распределены по гауссовскому закону с нулевым математическим ожиданием и неизменной дисперсией $\sigma_f^2(t) = \text{const}$, $\sigma_f = 0,25$ Гц. Штриховыми линиями на рисунке 2 показаны истинные траектории.

Предварительно перед использованием (5) для повышения точности оценки координат производилась аппроксимация измерений доплеровской частоты в каждом из приемников полиномом первой степени с коэффициентами, найденными методом наименьших квадратов по 10 по-

ступившим к текущему моменту времени t оценкам частоты. Возможность снижения влияния ошибок измерений за счет аппроксимации обусловлена квазилинейным характером изменения доплеровской частоты сигнала в приемниках [3, 6].

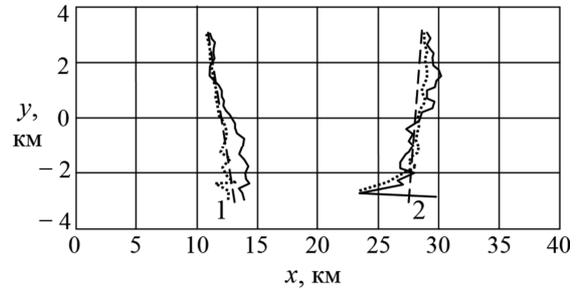


Рисунок 2 – Траектории цели и результаты численных экспериментов по их построению

Дальнейшая обработка может предусматривать применение метода максимального правдоподобия, что позволяет добиваться снижения ошибок определения координат по мере увеличения времени наблюдения за целью. Оценки координат методом максимального правдоподобия показаны на рисунке 2 пунктиром. Вычисления производились по всем поступившим к текущему моменту времени $t = t_n$ измерениям доплеровских частот по алгоритму [3, 7]:

$$\hat{\chi} = \hat{\chi}^0 + (\mathbf{H}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{h}), \quad (7)$$

где $\hat{\chi}$ – оценка вектора траекторных параметров $\chi = [x(t_n), y(t_n), v_x, v_y]^T$, v_x , v_y – скорости изменения координат цели; $\hat{\chi}^0$ – оценка вектора χ , найденная на основе (5);

$\mathbf{z} = [\hat{f}_1(t_1), \hat{f}_2(t_1), \hat{f}_1(t_2), \hat{f}_2(t_2), \dots, \hat{f}_1(t_n), \hat{f}_2(t_n)]^T$ – вектор оценок частот f_1 и f_2 в дискретные моменты времени t_i , $i = \overline{1, n}$; $\hat{f}_1(t_1), \hat{f}_2(t_1)$ – оценки частот, выполненные в момент вхождения цели в зону действия системы;

$\mathbf{h} = [f_1(t_1), f_2(t_1), f_1(t_2), f_2(t_2), \dots, f_1(t_n), f_2(t_n)]^T$ – вектор значений функций (1), определенных в те же моменты времени для траектории с параметрами $\hat{\chi}^0$; \mathbf{H} – матрица производных компонент вектора \mathbf{h} (функций $f_1(t_i)$ и $f_2(t_i)$), вычисленная по всем составляющим вектора χ в точке $\chi = \hat{\chi}^0$; \mathbf{R} – корреляционная матрица ошибок измерений частот, $\mathbf{R} = \sigma_f^2 \mathbf{I}$, \mathbf{I} – единичная матрица размерности $2n \times 2n$; знак $\hat{}$ означает оценку величины, T – знак транспонирования.

Точность оценок алгоритмом (7) практически совпадала с потенциальной точностью, опреде-

ляемой по информационной матрице Фишера [3].

Выводы. Формулы (5), полученные на основе понятия угловой скорости, позволяют находить оценки координат по измерениям доплеровских частот в просветных многопозиционных РЛС. Повысить точность можно за счет предварительной аппроксимации измерений частот в приемниках, а также на следующем этапе обработки, например, методом максимального правдоподобия.

В заключение отметим, что формулы (5), (6) и приведенная в работе методика оценки координат цели применимы и для систем с одним приемником и тремя либо двумя передатчиками [8]: на рисунке 1 передатчик заменяется приемником, а приемники – передатчиками. Работа передатчиков осуществляется либо на разных частотах, либо поочередно во времени.

Библиографический список

1. Бляхман А.Б. Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружение объектов при радиолокации «на просвет» / А.Б. Бляхман, И.А. Рунова // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46. № 4. – С. 424-432.

2. Чапурский В.В. Синтезированная теневая радиолокация в бистатической радиолокации // Радиотехника. – 2009. – № 3. – С. 52-69.

3. Ковалев Ф.Н. Определение координат движущихся целей по измерениям доплеровской частоты в радиолокационных системах с обнаружением «на просвет» // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52. № 3. – С. 331–339.

4. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / А.А. Коростелев, Н.Ф. Клюев, Ю.А. Мельник [и др.]; под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.

5. Рындык А.Г. Точность определения координат методом максимального правдоподобия при локации «на просвет» / А.Г. Рындык, С.Б. Сидоров, А.Б. Бляхман, Ф.Н. Ковалев // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44. № 12. – С. 1436-1440.

6. Бляхман А.Б. Метод определения координат движущихся целей при радиолокации «на просвет» / А.Б. Бляхман, Ф.Н. Ковалев, А.Г. Рындык // Радиотехника. – 2001. – № 1. – С. 4-9.

7. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

8. Ковалев Ф.Н. Организация когерентно-импульсного режима работы РЛС с обнаружением «на просвет» // Труды НГТУ. – 2012. – Т. 94. № 1. – С. 20-25.

УДК 621.373.5

А.С. Богданов, В.П. Лицишин

ТРАНЗИСТОРНЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР НА СОСТАВНОМ АКТИВНОМ ПРИБОРЕ С ЛИНИЕЙ ЗАДЕРЖКИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Рассматривается транзисторный перестраиваемый по частоте в пределах полосы пропускания линии задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ) автогенератор повышенной мощности, выполненный на составном активном приборе с контролируемой в полосе рабочих частот устойчивостью (САП с КУ). Показано, что использование САП с КУ в качестве активных приборов перестраиваемых по частоте автогенераторов с запаздывающей обратной связью приводит к расширению диапазона перестройки в 1,45 раза, а также к снижению относительной температурной неустойчивости частоты генерируемых колебаний.

Ключевые слова: автогенератор, составной активный прибор, линия задержки на ПАВ.

Введение. В технической литературе описываются стабильные по частоте автогенераторы, используемые в генераторных и радиопередающих устройствах, выполняемые на различных типах транзисторных активных приборов.

Выходная мощность автогенераторов на одиночных транзисторах со стабилизирующим частоту кварцевым резонатором (КР) на объемных типах колебаний составляет, как правило,

единицы мВт (ограничивается допустимой мощностью рассеивания на КР). При использовании таких автогенераторов в устройствах ВЧ и СВЧ-диапазонов требуется включать в состав генераторных трактов умножители частоты, что нарушает чистоту спектра выходного сигнала.

При использовании для стабилизации частоты элемента на ПАВ решаются задачи повышения вибропрочности автогенератора и моно-

хромности генерируемых им колебаний (из-за отсутствия умножителей частоты), однако при этом выходная мощность автогенератора остается на уровне единиц мВт при условии использования одиночного транзистора (ОТ) в качестве его активного прибора.

Одним из способов повышения мощности автогенераторов является использование в источниках стабильных колебаний составных активных приборов (САП), представляющих собой два и более ОТ, соединенных по составной схеме с нарастающей от входа к выходу структуры номинальной мощностью [1]. Это позволяет существенно (на 3 порядка) повысить выходную мощность автогенераторных каскадов, как следствие, значительно сократить количество промежуточных каскадов усиления в таких генераторных трактах, улучшить энергетические показатели генераторной и радиопередающей аппаратуры, снизить ее габариты, повысить надежность, упростить настройку и уменьшить затраты на эксплуатацию.

В настоящее время известны автогенераторы повышенной мощности фиксированных частот, выполненные на САП с режимными цепями в виде цепи коррекции [1] или дополнительного транзистора, с использованием как кварцевых резонаторов на объемных типах колебаний, так и резонаторов на ПАВ [2, 3]. Однако в радиотехнических устройствах и системах часто необходимо осуществлять перестройку частоты задающих автогенераторов для обеспечения диапазонных свойств.

Цель работы. Рассмотрение возможных путей обеспечения диапазонности автогенераторов повышенной мощности на САП со стабилизирующими частоту элементами на ПАВ и схемотехническая реализация таких автогенераторов.

Теоретическая часть. Анализ САП удобно проводить, разделив его условно на две составляющие части, между которыми находится цепь, обеспечивающая фазирование выходных токов транзисторов в общей нагрузке (цепь коррекции) (рисунок 1):

- выходная часть, выполненная на транзисторе $VT2$ по схеме с общим эмиттером (ОЭ);
- входная часть на транзисторе $VT1$ с разделенной нагрузкой.

Результаты частотного анализа каскада с разделенной нагрузкой изложены в [4].

При частотном анализе частей САП, кроме уровня выходной мощности, контролировался другой не менее важный параметр – коэффициент устойчивости K_y :

$$K_y = \frac{2 \cdot \operatorname{Re}(Y_{11}^{CT} + Y_2') \cdot \operatorname{Re}(Y_{22}^{CT} + Y_H') - \operatorname{Re}(Y_{12}^{CT} \cdot Y_{21}^{CT})}{|Y_{12}^{CT} \cdot Y_{21}^{CT}|},$$

где Y_{ij}^{CT} – значения Y -параметров САП, усредненные по первой гармонике коллекторного тока; Y_2' , Y_H' – приведенные к электродам активного прибора комплексные проводимости источника возбуждения и нагрузки.

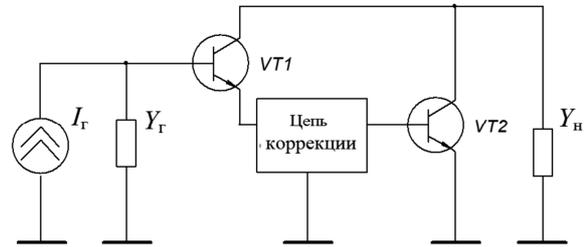


Рисунок 1 – Эквивалентная схема усилительного каскада на САП

Важно знать, как ведет себя K_y , учитывающий шунтирующее действие приведенных ко входу и выходу активного прибора иммитансов, в достаточно широкой, получаемой при использовании низкодобротных цепей согласования, полосе рабочих частот. Рекомендуется значение K_y , превышающее 5 единиц, в противном случае требуется применять дополнительные меры по обеспечению устойчивой работы каскада.

В процессе анализа частей САП использована нелинейная П-образная схема замещения транзистора с полигональной аппроксимацией его характеристик.

Частотный анализ выходной части САП – каскада с ОЭ, работающего в нелинейном режиме, проведен с использованием методики [5]. Анализ нелинейного каскада с ОЭ, нагруженного на низкодобротные входную и выходную цепи согласования в виде ФНЧ, выявил снижение ниже минимально допустимого уровня коэффициента устойчивости при увеличении относительно резонансной рабочей частоты (см. рисунок 2). Данное обстоятельство вдвое ограничивает рабочую полосу САП со стороны ее верхней границы, что объясняется влиянием приведенных к входному и выходному электродам транзистора иммитансов цепей согласования.

Равномерность частотной зависимости K_y характеризует коэффициент N_{K_y} , равный разности максимального и минимального значений K_y в пределах полосы рабочих частот САП (или его части).

Очевиден вывод о необходимости контроля значений N_{K_y} , который может быть осуществлен, например, взаимной компенсацией влияния приведенных к электродам транзистора иммитансов за счет использования комбинации входной цепи согласования в виде ФВЧ (частотная зависимость приведенного к электродам транзистора иммитанса имеет возрастающий характер) и выходной цепи согласования в виде ФНЧ (частот-

ная зависимость приведенного к электродам транзистора иммитанса имеет убывающий характер).

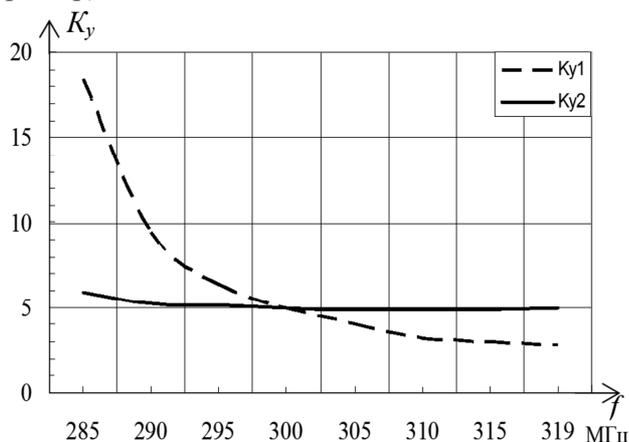


Рисунок 2 – Частотные зависимости K_u каскадов с ОЭ: линия K_{u1} – цепи согласования каскада выполнены в виде ФНЧ; линия K_{u2} – входная цепь согласования каскада выполнена в виде ФВЧ, выходная – ФНЧ

В результате проведенного анализа составных частей САП сформулированы требования к цепи коррекции:

1) согласование проводимостей в цепи эмиттер транзистора $VT1$ – база транзистора $VT2$ в полосе рабочих частот;

2) обеспечение постоянного (с заданной точностью) в полосе рабочих частот фазового сдвига между токами эмиттера $VT1$ и базы $VT2$, равного по модулю и противоположного по знаку фазовому сдвигу, вносимому выходным транзистором $VT2$.

Составной активный прибор с комбинацией цепей согласования, рекомендованной выше, и цепью коррекции, отвечающей поставленным требованиям, назван САП с контролируемой в полосе рабочих частот устойчивостью.

Использование САП с КУ в качестве активных приборов стабильных, перестраиваемых по частоте автогенераторов с запаздывающей обратной связью приводит к расширению их полосы перестройки в 1,45 раза, а также к снижению относительной температурной нестабильности частоты генерируемых колебаний.

Известно, что температурная нестабильность частоты автогенераторов, выполненных на линиях задержки на ПАВ, определяется, в том числе, температурными свойствами пьезоэлектрической подложки линии задержки. Особенно это заметно при эксплуатации мощных автогенераторов.

При использовании ниобата лития – сравнительно сильного пьезоэлектрика в качестве материала подложки линии задержки автоге-

нератора, выполненного на ОТ, усилительных свойств транзистора достаточно для выполнения баланса амплитуд при перестройке во всем рабочем диапазоне частот генерируемых автоколебаний. Однако пьезоэлектрические свойства указанного материала сильно зависят от температуры (температурный коэффициент задержки равен $+ (77 \dots 96) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$). Поднять температурную стабильность автогенераторов с линией задержки на ПАВ можно, перейдя на применение кварцевой подложки (температурный коэффициент задержки равен «минус» $(3 \dots 38) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$). Однако при использовании кварца, сравнительно слабого пьезоэлектрика, необходимо при том же значении выходной мощности существенно повысить усиление активного прибора автогенератора для компенсации потерь на преобразование электрической энергии в акустическую и обратно, что затруднительно получить от ОТ. Более того, при повышении коэффициента усиления активного прибора до максимального значения неизбежно возникают проблемы с устойчивостью каскада. При перестройке по диапазону генерируемых частот коэффициент устойчивости K_u на границах рабочей полосы частот может принимать значения, при которых возможно возникновение паразитной (внемодовой) генерации. Указанный эффект существенно ограничивает возможности перестройки частоты генерации автогенераторов, выполненных на ОТ.

Одним из способов решения задачи снижения температурной нестабильности частоты одночастотных автогенераторов повышенной мощности является использование в них САП [1], позволяющих применять стабилизирующие элементы на основе кварцевой подложки.

Однако возможность применения САП [1], разработанных для одночастотных автогенераторов, в перестраиваемых по частоте автогенераторах ограничивает тот факт, что цепь коррекции, включенная между эмиттером первого и базой второго транзисторов структуры САП, вносит собственный фазовый сдвиг, вызывающий расфазировку выходных токов транзисторов, достигающую на краях ее полосы пропускания значений ± 45 градусов. Указанное обстоятельство приводит к уменьшению частотного интервала, в котором значение выходной мощности автогенератора лежит выше половинного уровня его выходной мощности на центральной частоте.

По этой причине в перестраиваемых по частоте автогенераторах с линией задержки на ПАВ необходимо применять САП с цепью коррекции, компенсирующей расфазировку выходных токов транзисторов структуры во всем диапазоне рабочих частот, что позволит расширить полосу

перестройки частоты генерации таких автогенераторов до значения, определяемого результирующей полосой пропускания их колебательных цепей, при поддержании мощности выходных колебаний на заданном уровне. В качестве одного из вариантов предлагается фазовый корректор, составленный из перекрытых Т-звеньев ФВЧ. Проведенные исследования показали, что при совместном использовании усилительного каскада на САП с КУ и фазового корректора из перекрытых Т-звеньев ФВЧ в автогенераторе с запаздывающей обратной связью его полоса перестройки увеличивается в 1,45 раза.

Применение САП с КУ в качестве активного прибора автогенератора со стабилизирующим частоту элементом на ПАВ позволяет повысить стабильность частоты генерируемых колебаний еще и по следующей причине.

Использование в автогенераторе комбинации цепи коррекции, вносящей постоянный, с заданной точностью, во всей полосе рабочих частот автогенератора фазовый сдвиг (например, фазового корректора на ПАВ, состоящего из перекрытых Т-звеньев ФВЧ), и двух параллельных контуров (высокодобротного перестраиваемого на входе активного прибора автогенератора и нагрузочного на выходе, например в виде П-звеньев ФНЧ) реализует достаточное постоянство $N_{КУ}$ активного прибора, используемого в автогенераторе с запаздывающей обратной связью, во всем диапазоне перестройки его частоты (см. рисунок 2), что исключает необходимость принудительно снижать коэффициент усиления мощности САП (известный пассивный способ повышения устойчивости) [6, 7].

Высокое значение коэффициента усиления мощности активного прибора автогенератора, сохраняемое при перестройке частоты генерации, обуславливает меньшее значение высокочастотной мощности, отбираемой в цепь положительной обратной связи (ПОС) (то есть проходящей через линию задержки на ПАВ) и поступающей для возбуждения активного прибора. А именно рассеивание проходящей через линию задержки на ПАВ мощности определяет температурный режим ее работы. Следовательно, чем меньше мощность в цепи ПОС автогенератора, тем выше температурная стабильность частоты генерации, особенно для мощных автогенераторных каскадов.

Перестраиваемый по частоте автогенератор повышенной мощности, созданный с использованием САП с КУ, представлен на рисунке 3 [8].

Анализ автогенератора, изображенного на рисунке 3, проведен по описанной в [9] методике с учетом использования в нем САП с КУ.

Линейная часть САП с КУ, описываемая квадратной четырехэлементной матрицей $\|Y^{CT}\|$ нагружена на пассивную нагрузку Y_n и цепь обратной связи, состоящую из входной согласующей цепи автогенератора и линии задержки на ПАВ. Указанные четырехполюсники представлены квадратными четырехэлементными матрицами $\|Y_{П}\|$ и $\|Y_{ПАВ}\|$ соответственно.

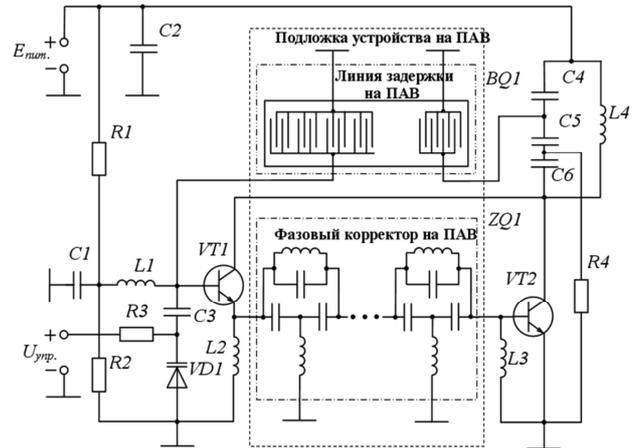


Рисунок 3 – Перестраиваемый по частоте автогенератор повышенной мощности с линией задержки на ПАВ на САП с КУ

Входная согласующая цепь автогенератора рассчитывается с учетом необходимости согласования емкости выходного встречно-штыревого преобразователя линии задержки на ПАВ и входной емкости САП, подавления высших гармоник в цепи ПОС автогенератора и должна иметь достаточную добротность для осуществления модовой селекции при перестройке частоты автогенератора.

Введем проводимость Y_n в матрицу, описывающую активный прибор автогенератора. Тогда совокупный четырехполюсник описывается следующей матрицей:

$$\|Y^{CT}\| = \begin{vmatrix} Y_{11}^{CT} & Y_{12}^{CT} \\ Y_{21}^{CT} & Y_{22}^{CT} + Y_n \end{vmatrix}.$$

Определим входную проводимость линии задержки на ПАВ:

$$Y_{вх\ ПАВ} = Y_{11\ ПАВ} - Y_{12\ ПАВ}^2 / (Y_{11\ ПАВ} + Y_n\ ПАВ),$$

где $Y_n\ ПАВ = Y_{22}^{CT} + Y_n$ – проводимость, подключаемая непосредственно к выходу цепи обратной связи автогенератора.

Обозначив матрицу Y -параметров, характеризующую цепь ПОС, состоящую из линии задержки на ПАВ и узкополосной колебательной системы, осуществляющей селекцию мод, через

$\|Y_{П\text{ОС}}\| = \begin{vmatrix} Y_{11\text{П\text{ОС}}} & Y_{12\text{П\text{ОС}}} \\ Y_{12\text{П\text{ОС}}} & Y_{22\text{П\text{ОС}}} \end{vmatrix}$, определим ее элементы

$$Y_{11\text{П\text{ОС}}} = \left(a_{21\text{П}} + a_{22\text{П}} \cdot Y_{11\text{П\text{АВ}}} \right) / \left(a_{11\text{П}} + a_{12\text{П}} \cdot Y_{11\text{П\text{АВ}}} \right),$$

$$Y_{12\text{П\text{ОС}}} = Y_{12\text{П\text{АВ}}} / \left(a_{11\text{П}} + a_{12\text{П}} \cdot Y_{11\text{П\text{АВ}}} \right),$$

$$Y_{22\text{П\text{ОС}}} = \frac{a_{11\text{П}} \cdot Y_{11\text{П\text{АВ}}} + a_{12\text{П}} \cdot \Delta_{\text{П\text{АВ}}}}{a_{11\text{П}} + a_{12\text{П}} \cdot Y_{11\text{П\text{АВ}}}},$$

где $a_{11\text{П}} = -Y_{22\text{П}}/Y_{12\text{П}}$, $a_{12\text{П}} = -1/Y_{12\text{П}}$, $a_{21\text{П}} = -\Delta_{\text{П}}/Y_{12\text{П}}$, $a_{22\text{П}} = Y_{11\text{П}}/Y_{12\text{П}}$, – соответствующие *A*-параметры четырехполюсника, представляющего входную цепь; $\Delta_{\text{П}}$, $\Delta_{\text{П\text{АВ}}}$ – определители матриц $\|Y_{\text{П}}\|$ и $\|Y_{\text{П\text{АВ}}}\|$.

Характеристическое уравнение автогенератора, изображенного на рисунке 3, можно записать в следующем виде:

$$Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{21}^{CT} \cdot Y_{12\text{П\text{ОС}}} = 0,$$

где $Y_{11} = Y_{11}^{CT} + Y_{11\text{П\text{ОС}}}$, $Y_{22} = Y_{22}^{CT} + Y_n + Y_{22\text{П\text{ОС}}}$.

Запишем проводимость $Y_{12\text{П\text{ОС}}}$ в виде

$$Y_{12\text{П\text{ОС}}} = \bar{h} \cdot Y_{12\text{П\text{АВ}}} = \left| \bar{h} \right| \cdot \exp(j \cdot \phi_h) \cdot Y_{12\text{П\text{АВ}}},$$

где $\bar{h} = h_a + j \cdot h_p = -Y_{12\text{П}} / (Y_{22\text{П}} + Y_{11\text{П\text{АВ}}})$ – комплексный коэффициент пропорциональности между проводимостями $Y_{12\text{П\text{АВ}}}$ и $Y_{12\text{П\text{ОС}}}$.

Характеристическое уравнение распадается на уравнение баланса амплитуд

$$S^{CT} = |Y_{11}| \cdot |Y_{22}| / |Y_{12\text{П\text{ОС}}}|$$

и уравнение баланса фаз

$$\phi_1 + \phi_2 = \phi_{CT} + \phi_{12\text{П\text{ОС}}},$$

где $\phi_{12\text{П\text{ОС}}} = \phi_h + \psi_0 - \omega \cdot T$, – фазовый сдвиг, вносимый цепью обратной связи автогенератора; $\phi_1 = \arg Y_{11}$, $\phi_2 = \arg Y_{22}$ – фазовые углы на входе и выходе автогенератора; ϕ_h – аргумент множителя;

$$\phi_{CT} = \arg(Y_{21}^{CT}).$$

Перепишем уравнение баланса фаз следующим образом:

$$\phi_1 + \phi_2 = \phi_{CT} + \phi_h + \psi_0 - \omega \cdot T.$$

Собственные частоты автогенератора определим из предыдущего уравнения:

$$\omega_k \cdot T = \phi_{CT} - \phi_1 - \phi_2 + \phi_h + \psi_0 + 2 \cdot k \cdot \pi, \quad (1)$$

где $k = 1, 2, 3 \dots$

Из анализа уравнения (1) можно сделать вывод, что при достаточно большом времени задержки T линии задержки на ПАВ $\phi_{CT}, \phi_1, \phi_2, \phi_h, \psi_0$ можно пренебречь. Тогда выражение (1) для автогенератора, изображенного на рисунке 3, значительно упрощается:

$$\omega_k \cdot T = 2 \cdot k \cdot \pi,$$

и собственные частоты можно найти по следующей формуле:

$$f_k = T^{-1} \cdot k.$$

Таким образом, баланс фаз одновременно выполняется для целого ряда частот, образующих эквидистантный гребенчатый спектр с интервалом $\delta_f = T^{-1}$.

Из данного выражения видно, что чем больше время задержки T , тем больше мод возможных колебаний помещается в полосу пропускания линии задержки и тем уже интервал между ними.

Автогенератор, представленный на рисунке 3, состоит из САП с КУ, выполненного на транзисторах $VT1, VT2$, и фазового корректора $ZQ1$; выходного колебательного контура, состоящего из конденсаторов $C4, C5$ и $C6$ и катушки индуктивности $L4$. Цепь ПОС автогенератора включает линию задержки на ПАВ $BQ1$ и входной перестраиваемый контур, выполненный на катушке индуктивности $L1$ и варикапе $VD1$.

Для снижения потерь при преобразовании электрической энергии в акустическую и обратно в элементах на ПАВ статические емкости встречно-штыревых преобразователей линии задержки компенсируются реактивностями контуров автогенератора (для линии задержки $BQ1$) и катушками индуктивности $L2$ и $L3$ (для фазового корректора $ZQ1$).

С точки зрения промышленной применимости целесообразно изготавливать линию задержки и фазовый корректор на одной подложке в едином технологическом цикле. Если изготовление такого корректора по экономической причине не целесообразно, то рекомендуется применять в качестве цепи коррекции широкополосное (с полосой гораздо большей, чем у автогенератора) Γ -звено, возложив на него следующие задачи:

- согласование выходного иммитанса транзистора $VT1$ с входным иммитансом транзистора $VT2$ структуры САП;

- обеспечение необходимого фазового сдвига между выходными токами транзисторов $VT1$ и $VT2$ структуры САП на центральной частоте.

Также вместо фазового корректора можно использовать цепь (в виде Γ -, T - или Π -звена), перестраиваемую одновременно с входным контуром.

Экспериментальные исследования. Работоспособность автогенератора с линией задержки на ПАВ на САП с КУ, рассчитанного на выходную мощность $P_{\text{вых}} = 2$ Вт, сопротивление нагрузки $R_n = 50$ Ом, центральную частоту $f_0 = 56$ МГц и отнесенную полосу частот 0,25, подтверждена

натурным экспериментом, результаты которого приведены в таблицах 1-3.

Значения выходной мощности и нестабильности частоты генерируемых колебаний $\Delta f/f$ при изменении номинального напряжения питания на $\pm 10\%$ представлены в таблице 2.

Таблица 1 – Основные параметры автогенератора

Параметр	$E_{\text{пит}},$ В	$f,$ МГц	$P_{\text{вых}},$ Вт	$U_{\text{н}},$ В	$R_{\text{н}},$ Ом	Уровень второй гармоники, дБ
Значение	12	55,9 92	2,08	10,5	53	-32

Таблица 2 – Параметры автогенератора при изменении напряжения питания на $\pm 10\%$

Параметры автогенератора					
$E_{\text{пит}}=12$ В		$E_{\text{пит}}=10,8$ В		$E_{\text{пит}}=13,2$ В	
$f,$ МГц	$P_{\text{вых}},$ Вт	$\Delta f/f$	$P_{\text{вых}},$ Вт	$\Delta f/f$	$P_{\text{вых}},$ Вт
55, 9927	2,08	$-2,1 \times 10^{-5}$	1,86	$4,15 \times 10^{-5}$	2,37

Таблица 3 – Температурная зависимость параметров автогенератора

Температура окружающей среды, °С	Выходная мощность, Вт	Частота генерации, МГц	$\Delta f/f, \times 10^{-4}$
+70	2,32	55,9834	-1,66
+50	2,22	55,9899	-0,5
+20	2,08	55,9931	0,07
0	2,03	55,9949	0,39
-20	1,96	55,9956	0,52
-35	1,92	55,9958	0,55
-50	1,87	55,9961	0,61

Полоса рабочих частот макета автогенератора, рассчитанная по половинному уровню выходной мощности (относительно уровня на центральной частоте), составляет 14,4 МГц при шаге перестройки, приблизительно равном 200 кГц.

Заключение. Показано, что использование САП с КУ в качестве активных приборов мощных стабильных, перестраиваемых по частоте автогенераторов с запаздывающей обратной связью приводит к расширению их полосы перестройки в 1,45 раза, а также к снижению относительной температурной нестабильности частоты генерируемых колебаний.

Автогенераторы, выполненные в соответствии с приведенными рекомендациями, обеспечивают мощность выходных колебаний до 10 Вт на частотах ОВЧ и УВЧ диапазонов при относительной нестабильности частоты, лежащей в пределах от 10^{-5} до 10^{-6} 1/град.

Библиографический список

1. А. с. 1424115 СССР. Высокочастотный составной транзистор / Ю.И. Судаков, А.С. Богданов, Д.Я. Нагорный. – №4135391/24-09; заявл. 17.10.86; опубл. 1988. Бюл. № 34.
2. Судаков Ю.И., Петров Е.А. Гибридные составные транзисторы в каскадах мощных кварцевых генераторов // Радиотехника. 1988. – № 2. – С. 33-36.
3. Судаков Ю.И., Богданов А.С. Мощные автогенераторы с элементами на ПАВ // Стабилизация частоты: тез. докл. Всесоюзной школы-совещания. – М.: ВНИИ, 1989.
4. Богданов А.С., Лицишин В.П. Частотные свойства резонансного усилительного каскада с разделенной нагрузкой / Научно-технический журнал «Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета». – Выпуск 23. – 2008. – С. 56-62.
5. Лицишин В.П., Богданов А.С. Методика частотного анализа резонансного усилителя мощности ОВЧ-диапазона. Сборник научных трудов «Системы управления и передачи информации» / Балтийский гос. техн. университет. – СПб., 2008г. – С. 20-27.
6. Лицишин В.П., Богданов А.С. Частотные свойства мощного резонансного усилителя с низкодобротными колебательными системами / Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова / РНТО РЭС им. А.С. Попова, Ин-т радиотехники и электроники РАН, Рос. секция IEEE. – М., 2007. – С. 81-85.
7. Лицишин В.П. Резонансный усилитель мощности с повышенной равномерностью коэффициента устойчивости в пределах полосы пропускания / Материалы межвузовской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Системы управления и передачи информации». 19 мая 2009 г. – Балтийский гос. техн. университет. – СПб. 2009г. – С. 47-48.
8. Патент №2394356 РФ. Автогенератор / Лицишин В.П., Богданов А.С. – № 2009105100/09; заявл. 13.02.09; опубл. 10.07.10, Бюл. № 19.
9. Дворников А.А., Огурцов В.И., Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1983. – 136 с., ил.